

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

500.41509X00

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicants: SAKAI, et al.

Filed: March 19, 2002

For: INVERTER APPARATUS



CLAIM FOR PRIORITY

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

March 19, 2002

Sir:

Under the provisions of 35 USC §119 AND 37 CFR § 1.55, Applicants hereby claim the right of priority based on Patent Application No. 2001-223066 filed in Japan on July 24, 2001.

Respectfully submitted,

ANTONELLI, TERRY, STOUT & KRAUS, LLP

Melvin Kraus
Registration No. 22,466

1300 North Seventeenth Street
Suite 1800
Arlington, VA 22209
Tel.: 703-312-6600
Fax: 703-312-6666
MK/alb

W0244-01EJ

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 7月24日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-223066

[ST.10/C]:

[JP2001-223066]

出 願 人

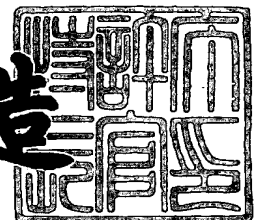
Applicant(s):

株式会社日立製作所

2002年 3月19日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2002-3018312

【書類名】 特許願

【整理番号】 A101034S

【提出日】 平成13年 7月24日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 G02B 21/24

【発明者】

 【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立
 製作所 日立研究所内

 【氏名】 酒井 慶次郎

【発明者】

 【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立
 製作所 日立研究所内

 【氏名】 奥山 俊昭

【発明者】

 【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立
 製作所 日立研究所内

 【氏名】 中津 欣也

【発明者】

 【住所又は居所】 千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号 株式会社日
 立ドライブシステムズ内

 【氏名】 富田 浩之

【発明者】

 【住所又は居所】 千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号 株式会社日
 立ドライブシステムズ内

 【氏名】 加藤 淳司

【発明者】

 【住所又は居所】 千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号 株式会社日
 立ドライブシステムズ内

 【氏名】 古川 禎一

【特許出願人】

【識別番号】 000005108

【氏名又は名称】 株式会社日立製作所

【代理人】

【識別番号】 100099302

【弁理士】

【氏名又は名称】 笹岡 茂

【電話番号】 03-3251-3824

【選任した代理人】

【識別番号】 100099298

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊藤 修

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 018658

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 インバータ装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 誘導電動機を可変速駆動するインバータ装置において、前記誘導電動機の励磁電流検出手段と、励磁電流制限レベル設定手段と、インバータの周波数指令に応じてトルクブースト電圧指令を出力するトルクブースト電圧指令手段と、前記励磁電流検出値が前記制限レベル以下となるように前記トルクブースト電圧指令を変更するトルクブースト電圧補償手段を備えることを特徴とするインバータ装置。

【請求項 2】 請求項 1 において、前記トルクブースト電圧補償手段は、リミッタ処理部を有し、前記トルクブースト電圧指令を反転し、該反転したトルクブースト電圧指令を前記リミッタ処理部の下限リミッタの値としてリミッタ処理し、前記トルクブースト電圧指令の補償量を出力することを特徴とするインバータ装置。

【請求項 3】 請求項 1 において、前記励磁電流検出手段は、前記インバータの出力電圧位相を用い、前記電動機電流検出値に基づいて励磁電流相当を演算検出することを特徴とするインバータ装置。

【請求項 4】 請求項 1 において、前記励磁電流検出手段は、前記インバータの出力電圧位相を用い、前記インバータの直流入力電流に基づいて励磁電流相当を演算検出することを特徴とするインバータ装置。

【請求項 5】 請求項 1 から請求項 4 のいずれかにおいて、前記誘導電動機を無負荷運転している状態で前記トルクブースト電圧指令を徐々に大きく可変した場合、電動機電流（無負荷電流）をほぼ励磁電流制限レベルで制限することを特徴とするインバータ装置。

【請求項 6】 請求項 1 から請求項 4 のいずれかにおいて、前記誘導電動機を無負荷運転している状態で前記トルクブースト電圧指令を徐々に大きく可変した場合、電動機電流（無負荷電流）がほぼ励磁電流制限レベルになった時点からインバータ出力電圧をほぼ一定とすることを特徴とするインバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、誘導電動機を可変速制御するインバータ装置に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

誘導電動機を可変速駆動するインバータの制御方法として、インバータの 1 次周波数 (f_1) に比例してインバータの出力電圧 (V_1) を制御する V/f 一定制御が知られている。この方式は、負荷が加わると、電動機の 1 次抵抗 (r_1) による電圧降下のために、電動機の誘起電圧 (E_m) が減少し、この結果、電動機磁束が小さくなるので、最大トルクが減少するという問題がある。

そこで、汎用インバータ等では、中低速領域でのトルクアップを図るためにトルクブースト機能が内蔵されている。高始動トルクが要求される場合、ブースト電圧を低速領域で大きく設定し、ブースト電圧を V/f 一定電圧指令 (誘起電圧指令 E_{m*}) に加算してインバータ出力電圧指令とする。しかし、ブースト電圧を大きくすると、無負荷時において過励磁になる。過励磁になると、電動機磁束が飽和するため、励磁リアクタンスが小さくなり、励磁電流が大きくなる。この結果、電動機の温度が上昇したり、インバータが過大電流になり、過電流保護や過負荷保護が動作し、トリップする恐れもある。

過励磁を抑制する方式は、例えば特開平 7 - 1 6 3 1 8 8 号公報に記載されている。この方式では、運転開始前に周波数指令を零にして電動機に直流電流を流し、U 相の電流が励磁電流設計値相当になった時点のインバータ出力電圧を 0 Hz 時のトルクブースト電圧 ΔV_{z0} に設定している。

【 0 0 0 3 】

【発明が解決しようとする課題】

この方式は、無負荷時の電流が定格の励磁電流 (励磁電流設計値) になるように、トルクブースト電圧を設定するため、過励磁にならない。しかし、この場合、負荷時においては 1 次抵抗電圧降下が大きくなるため、誘起電圧 (電動機磁束) が減少し、出力トルクが低下するという問題がある。このように、従来は、トルクブースト電圧を大きくすれば、トルクは出るが、軽負荷時に過励磁になる。

逆に、トルクブースト電圧を小さくすれば、過励磁にならないが、トルクが出ないという相反する問題があった。

【0004】

本発明の課題は、汎用インバータ等において高始動トルクを得るため、トルクブースト電圧を大きく設定しても、過励磁を防止するに好適なインバータ装置を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】

上記課題を達成するために、誘導電動機の励磁電流検出手段と、励磁電流制限レベル設定手段と、インバータの周波数指令に応じてトルクブースト電圧指令を出力するトルクブースト電圧指令手段と、励磁電流検出値が励磁電流制限レベル以下となるようにトルクブースト電圧指令を変更するトルクブースト電圧補償手段を備える。

ここで、トルクブースト電圧補償手段は、リミッタ処理部を有し、トルクブースト電圧指令を反転し、該反転したトルクブースト電圧指令をリミッタ処理部の下限リミッタの値としてリミッタ処理し、トルクブースト電圧指令の補償量を出力する。

【0006】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施形態を図面を用いて説明する。

図1は、本発明のインバータ装置の一実施形態であり、誘導電動機を可変速制御するインバータの制御ブロックを示す。

交流電源1からの交流電力は整流回路2及び平滑コンデンサ3により直流に変換される。この直流電力はインバータ4により可変周波数で可変電圧の交流に変換され、誘導電動機5を可変速駆動する。インバータ4の出力周波数と出力電圧は、インバータ制御回路により制御される。

本実施形態の制御回路において、インバータの1次周波数指令 $\omega 1^*$ に V/f ゲイン7を乗じて誘起電圧指令 E_m^* が演算される。また、トルクブースト電圧指令器8は、1次周波数指令 $\omega 1^*$ に応じたトルクブースト電圧指令 ΔV_z^* を出

力する。ここで、 ΔV_{z0} はトルクブースト電圧設定値である。次に、1次周波数指令 ω_{l*} を積分器9によって積分し、インバータ出力電圧の位相基準となる基準位相指令 θ_{d*} を出力する。また、 uvw/dq 変換器11は、電動機電流検出器10の出力 i_u 、 i_w と基準位相指令 θ_{d*} から(数1)の演算を行い、電動機の励磁電流 I_d (無負荷電流相当)を検出する。

【数1】

$$i_v = -(i_u + i_w)$$

$$I_d = i_u \cdot \cos \theta_{d*} + i_v \cdot \cos (\theta_{d*} + 2\pi/3) \\ + i_w \cdot \cos (\theta_{d*} + 4\pi/3)$$

次に、励磁電流制限レベル指令 I_{dmax*} と励磁電流検出値 I_d との偏差をPI(比例+積分)制御器12により増幅し、その出力をリミッタ処理部13に入力し、リミッタ処理後、トルクブースト電圧補償量 ΔV_c を出力する。ここで、トルクブースト電圧指令 ΔV_{z*} を反転器[-1]によって反転し、この反転したトルクブースト電圧指令 ΔV_{z*} をリミッタ処理部13の下限リミッタの値とする。そして、この下限リミッタの値は、インバータの1次周波数指令 ω_{l*} によって変動する。また、この ΔV_c と ΔV_{z*} を加算し、最終の補償後トルクブースト電圧指令 ΔV_{t*} としている。次に、この ΔV_{t*} と誘起電圧指令 E_{m*} を加算してインバータ出力電圧のq軸電圧指令 V_{q*} としている。一方、インバータ出力電圧のd軸電圧指令 V_{d*} は、1次抵抗定数14において定格励磁電流指令 I_{d*} に電動機の1次抵抗 r_1 相当を乗じて演算する。次に、 dq/uvw 変換部15はインバータ出力電圧指令の回転座標軸成分 V_{d*} 、 V_{q*} を入力し、固定座標軸の三相電圧指令 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} を出力する。この演算を(数2)に示す。

【数2】

$$V_{u*} = V_{d*} \cdot \cos \theta_{d*} - V_{q*} \cdot \sin \theta_{d*}$$

$$V_{w*} = -V_{u*} / 2 - \sqrt{3} (V_{d*} \cdot \sin \theta_{d*} \\ + V_{q*} \cdot \cos \theta_{d*}) / 2$$

$$V_{v*} = -(V_{u*} + V_{w*})$$

また、ゲート信号発生器16は、三相の相電圧指令 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} を基

にPWMゲート信号を作成し、ゲート回路6へ与える。

【0007】

図2に、インバータ出力電圧指令の回転座標軸成分であるq軸電圧指令 V_{q*} の範囲を示す。

例えば、1次周波数指令 $\omega_{1*} = \omega_{1x}$ における V_{q*} の大きさは、無負荷時は誘起電圧指令 E_{m*} のa点の値となり、 V_{q*} が小さいので、過励磁を防止できる。一方、重負荷時は $E_{m*} + \Delta V_{z*}$ のb点の値となり、 V_{q*} が大きいため、高トルクが得られる。また、その中間の負荷時には、例えば $E_{m*} + \Delta V_{z*} + \Delta V_{c*}$ のc点の値となる。これは、b点の $E_{m*} + \Delta V_{z*}$ の値から ΔV_{c*} 補償されるので、c点の値となる。このように、トルクブースト電圧補償量 ΔV_{c*} は負荷に応じてb点からa点までの範囲で変化する。つまり、トルクブースト電圧補償量 ΔV_{c*} は上の破線と下の破線の間で変化する。

ところで、励磁電流制限制御なしの場合は、トルクブースト電圧補償量 $\Delta V_{c*} = 0$ なので、上の破線が V_{q*} となる。この V_{q*} では、低速領域において軽負荷時に過励磁となる。本実施形態では、励磁電流制限制御を行い、過励磁とならないように、負荷が小さくなれば、 ΔV_{c*} を上下の破線内で変化させ、 V_{q*} を小さくする。

【0008】

次に、本実施形態の具体的な動作を説明する。

まず、軽負荷になると、励磁電流検出値 I_d が大きくなり、制限レベル I_{dmax*} を超えると、PI制御器12の入力が負となる。この時、トルクブースト電圧補償量 ΔV_{c*} も負となる。また、この時、トルクブースト電圧指令 ΔV_{z*} を差し引くように ΔV_{c*} が作用し、 $I_d = I_{dmax*}$ になるように最終の補償後トルクブースト電圧指令 ΔV_{t*} が制御される。次に、負荷が大きくなると、 $I_d < I_{dmax*}$ となるので、補償量 ΔV_{c*} は負の値から大きくなり、 $-\Delta V_{z*} \sim 0$ の値となる。この結果、重負荷時は最終のトルクブースト電圧指令 ΔV_{t*} は $0 \sim \Delta V_{z*}$ の値になる。

以上述べたように、軽負荷時は $I_d = I_{dmax*}$ の状態になるように最終の補償後トルクブースト電圧指令 ΔV_{t*} は減少し、重負荷時は逆に増加する。な

お、補償量 ΔV_c は、リミッタ制御部13によりブースト電圧指令 ΔV_z^* の範囲で変化するため、 ΔV_t^* は $0 \leq \Delta V_t^* \leq \Delta V_z^*$ の範囲で動作し、過大な補償を防止している。

【0009】

次に、本実施形態の動作を誘導電動機の近似等価回路と電圧、電流ベクトル図を用いて説明する。

図3(a)にT型等価回路を示す。 r_1 、 r_2 は1次及び2次抵抗、 x_1 、 x_2 、 x_m は1次及び2次の漏れリアクタンスと励磁リアクタンスである。また、 s はすべりである。トルクブースト制御が必要な低周波数領域においては、 $x_1 \leq r_1$ 、 $x_2 \leq r_2 / s$ となる。そこで、低周波数領域では図3(b)の等価回路で近似することができる。

近似等価回路を用いた無負荷時と重負荷時のモータ電圧、電流ベクトル図を図4(a)、(b)に示す。

無負荷時は、すべり $s = 0$ となり、2次電流 $I_2 = 0$ となるため、等価回路は r_1 と x_m の直列回路となり、1次電流 $I_1 =$ 励磁電流 I_m となる。そこで、1次電圧ベクトル V_1 は(数3)で与えられる。なお、 j は虚数である。

【数3】

$$V_1 = I_m (r_1 + j x_m)$$

また、d軸電圧指令 V_d^* を $I_d^* \cdot r_1$ で与え、q軸電圧指令 V_q^* を $j I_m \cdot x_m$ で与えると、励磁電流 I_m (無負荷電流)は(数1)に示す I_d とほぼ一致し、 I_d により I_m を検出できる。ここで、 I_d^* は定格励磁電流(無負荷電流)指令である。

次に、図4(a)の破線は、励磁電流制限制御なしの場合で、1次電圧 V_1' が大きい場合である。この時 V_1' 大のため、 I_d ($I_d \doteq I_m'$)が制限レベル I_{dmax}^* より大きくなり、過励磁となる。図4(a)の実線は、本実施形態の励磁電流制限制御ありの場合で、 $I_d \leq I_{dmax}^*$ になるように電圧 V_1 を下げるので、無負荷電流 I_d ($I_d = I_m$)がほぼ I_{dmax}^* となり、過励磁が防止される。

次に、重負荷時について説明する。この場合、等価回路は図3(b)であり、

2次電流 I_2 が大きくなると共に、力率角 ϕ (V_1 ベクトルと I_1 ベクトルとの角度) が小さくなる。この時、1次抵抗 r_1 の電圧降下により V_1 に対して誘起電圧 E_m が大幅に減少し、 $I_m = I_d < I_{dmax*}$ となる。この時、 $I_d < I_{dmax*}$ になるので、トルクブースト電圧補償量 $\Delta V_c = 0$ となる。この結果、トルクブースト電圧指令 ΔV_z^* そのままが加わるので、インバータ出力電圧 V_1 が上昇し、 E_m の低下が補償され、高始動トルクが得られる。

【0010】

本実施形態の制御において、インバータの出力周波数指令を低周波数に固定し、無負荷運転している状態でトルクブースト電圧設定値 ΔV_{z0} を徐々に増加したときのインバータ出力電流 I_1 及びインバータ出力電圧 V_1 特性を図5(a)、(b)に示す。

励磁電流制限制御なしの場合は、破線に示すように、 ΔV_{z0} の増加に従い、出力電流 I_1 及び出力電圧 V_1 が上昇する。一方、本実施形態適用の場合(励磁電流制限制御ありの場合)は、実線に示すように、 $I_1 \rightleftharpoons I_{dmax*}$ になった時点から I_1 は増加しない。これにより、励磁電流(無負荷電流)が制限されるので、過励磁にならない。また、図5(b)の実線に示すように、インバータ出力電圧 V_1 も増加しないので、過励磁にならない。

【0011】

図6は、本発明の他の実施形態を示す。図1の実施形態と異なる点は、励磁電流 I_d の検出をインバータ入力電流 i_{dc} から検出する点である。インバータ入力電流検出器17の出力信号 i_{dc} とインバータのゲート信号と基準位相指令 θ_d^* から励磁電流検出器18により励磁電流 I_d を検出する。

【0012】

励磁電流検出器18の詳細構成を図7に示す。励磁電流検出器18は、サンプルホールド信号作成回路19とサンプルホールド回路20a、20bと I_d 演算器21から構成する。また、サンプルホールド信号作成回路19は、図7に示すように、PWMゲート信号を基に論理積回路22と論理和回路23を介してサンプルホールド信号 SH_a 、 SH_b を出力する。図7の回路では、三相のゲート信号の内一相のみオンするスイッチングモードで i_{dc} をサンプルホールドし、 i

a信号として出力する。また、二相のみオンするスイッチングモードでidcをサンプルホールドし、ib信号として出力する。次に、Id演算器21では(数4)の演算を行い、Idを演算する。ここで、図8に、三相電圧指令Vu*, Vw*, Vv*の波形と(区間I)～(区間VI)の関係を示す。

【数4】

(区間I) $V_{u*} \geq V_{w*} > V_{v*}$

$$i_{\alpha} = -i_a \quad i_{\beta} = (i_a - 2i_b) / \sqrt{3}$$

$$I_d = i_{\alpha} \cdot \cos(\theta_{d*} - 2\pi/3) + i_{\beta} \cdot \sin(\theta_{d*} - 2\pi/3)$$

(区間II) $V_{u*} \geq V_{v*} > V_{w*}$

$$i_{\alpha} = i_b \quad i_{\beta} = (2i_a - i_b) / \sqrt{3}$$

$$I_d = i_{\alpha} \cdot \cos \theta_{d*} + i_{\beta} \cdot \sin \theta_{d*}$$

(区間III) $V_{v*} \geq V_{u*} > V_{w*}$

$$i_{\alpha} = -i_a \quad i_{\beta} = (i_a - 2i_b) / \sqrt{3}$$

$$I_d = i_{\alpha} \cdot \cos(\theta_{d*} - 4\pi/3) + i_{\beta} \cdot \sin(\theta_{d*} - 4\pi/3)$$

(区間IV) $V_{v*} \geq V_{w*} > V_{u*}$

$$i_{\alpha} = i_b \quad i_{\beta} = (2i_b - i_a) / \sqrt{3}$$

$$I_d = i_{\alpha} \cdot \cos(\theta_{d*} - 2\pi/3) + i_{\beta} \cdot \sin(\theta_{d*} - 2\pi/3)$$

(区間V) $V_{w*} \geq V_{v*} > V_{u*}$

$$i_{\alpha} = -i_a \quad i_{\beta} = (i_a - 2i_b) / \sqrt{3}$$

$$I_d = i_{\alpha} \cdot \cos \theta_{d*} + i_{\beta} \cdot \sin \theta_{d*}$$

(区間VI) $V_{w*} \geq V_{u*} > V_{v*}$

$$i_{\alpha} = i_b \quad i_{\beta} = (2i_b - i_a) / \sqrt{3}$$

$$I_d = i_{\alpha} \cdot \cos(\theta_{d*} - 4\pi/3) + i_{\beta} \cdot \sin(\theta_{d*} - 4\pi/3)$$

なお、60°区間I～VIの判別は、dq/uvw変換器15の出力である三相電圧指令の大きさにて判別する。また、60°区間I～VIの判別は、電圧指令位相 θ_{d*} を用いても同様に判別できる。(なお、直流電流idcから励磁電流Idを検出する方式の詳細は特願平12-132843号に記載されている。

)

図6の実施形態においては、励磁電流Idを検出するに当ってインバータ入力

電流検出器 17 の 1 個のみを用いればよく、図 1 の実施形態のように電動機電流検出器（2 相分）が不要となり、低価格な装置で構成できる。

【0013】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、インバータのトルクブースト制御において、トルクブースト電圧を大きく設定しても、励磁電流が制限レベル以下になるようにトルクブースト電圧を自動調整できるので、軽負荷時において過励磁にならないという効果がある。しかも、トルクブースト電圧を大きく設定することができるので、重負荷時でも大きな始動トルクが得られるという効果がある。

また、トルクブースト電圧を大きめに設定しても、過励磁にならないので、負荷の大小に応じてトルクブースト電圧を調整する必要がなく、このため、調整不要で使い勝手が良いという効果もある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明のインバータ装置の一実施形態

【図 2】

図 1 に示す q 軸電圧指令 V_q^* の特性図

【図 3】

誘導電動機の T 型等価回路及び低周波時の等価回路図

【図 4】

本発明におけるインバータ出力電圧、出力電流ベクトル図

【図 5】

本発明の制御において無負荷状態でトルクブースト電圧を可変した時のインバータ出力電圧、出力電流特性図

【図 6】

本発明の他の実施形態

【図 7】

図 6 に示す I_d （励磁電流）検出器の詳細ブロック図

【図 8】

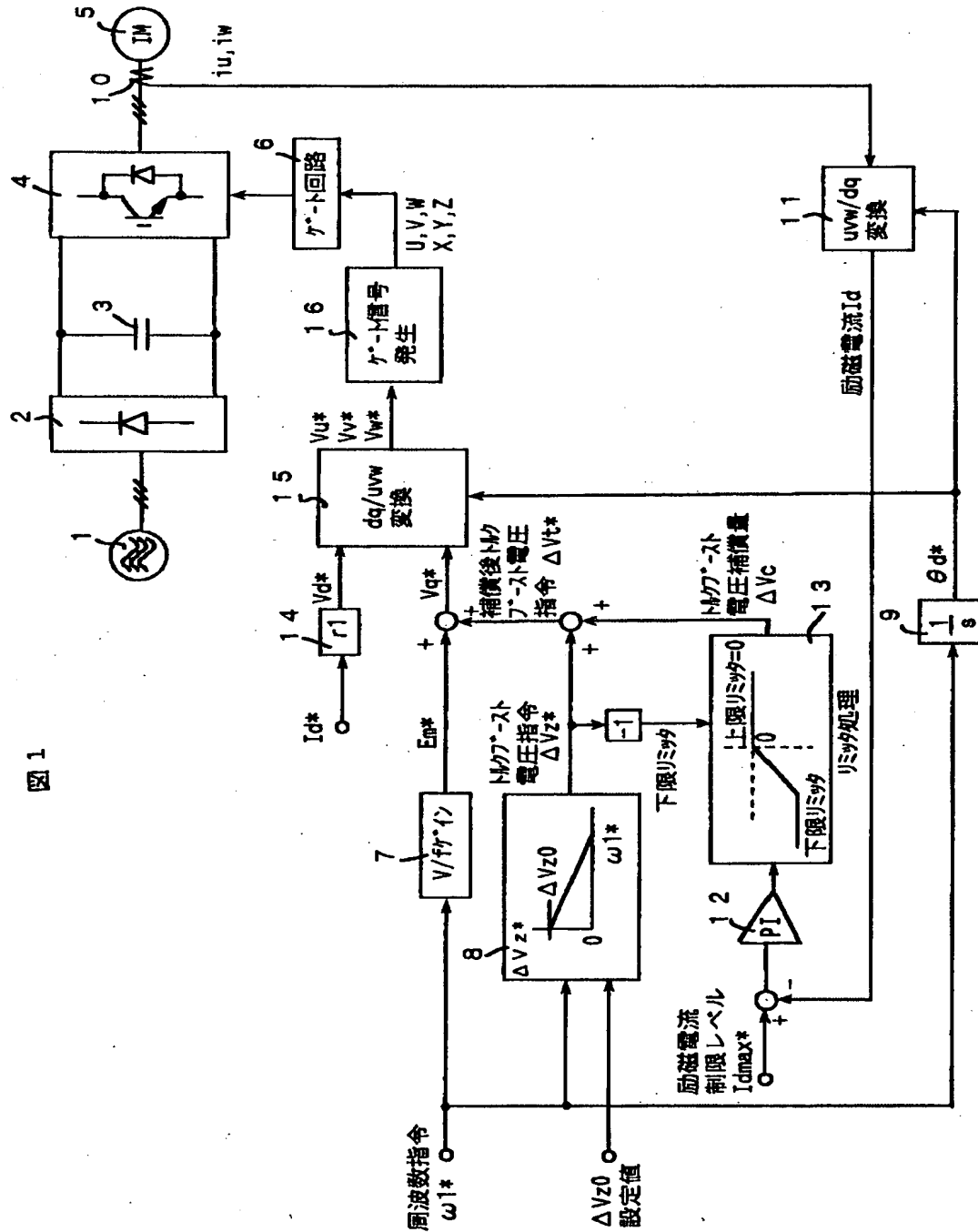
三相電圧指令 V_u^* , V_w^* , V_v^* の波形と (区間 I) ~ (区間 V I) の関係を示す図

【符号の説明】

1 … 交流電源、2 … 整流器、3 … 平滑コンデンサ、4 … インバータ、5 … 誘導電動機、6 … ゲート回路、7 … V/f 一定ゲイン、8 … トルクブースト指令器、9 … 積分器、10, 17 … 電流検出器、11 … uvw/dq 変換器、12 … PI (比例+積分) 制御器、13 … リミッタ処理部、14 … 1次抵抗定数、15 … dq/uvw 変換器、16 … ゲート信号発生器、18 … 励磁電流検出器、19 … サンプルホールド信号作成回路、20a, 20b … サンプルホールド回路、21 … I_d 演算器、22 … 論理積回路、23 … 論理和回路

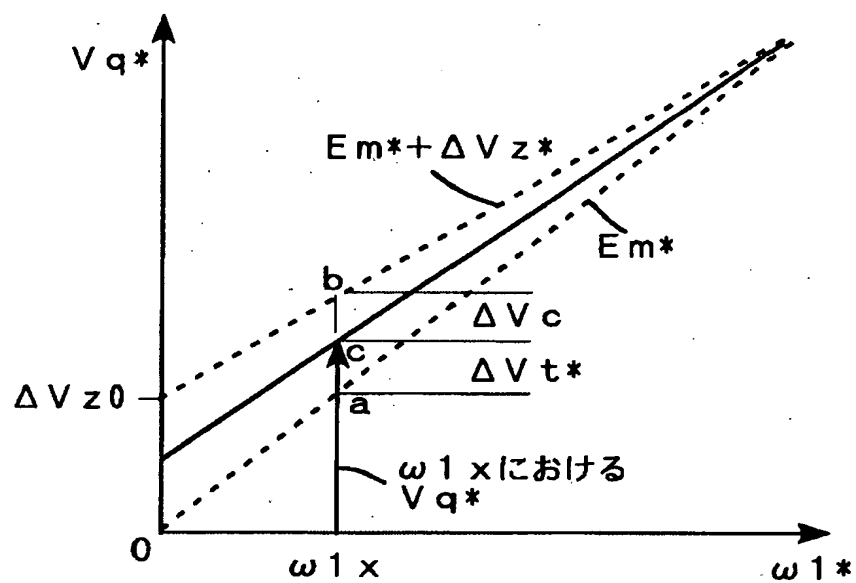
【書類名】 図面

【図 1】



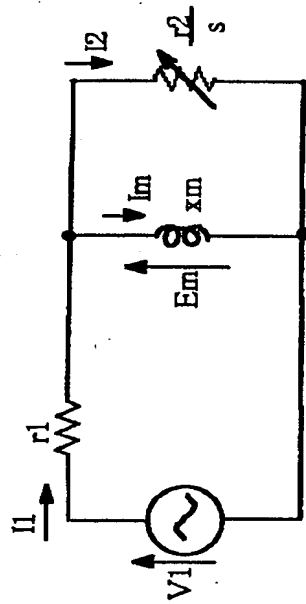
【図 2】

図 2

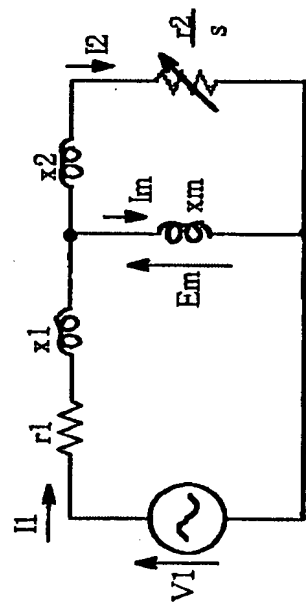


【図 3】

図 3



(b)低周波時の近似等価回路

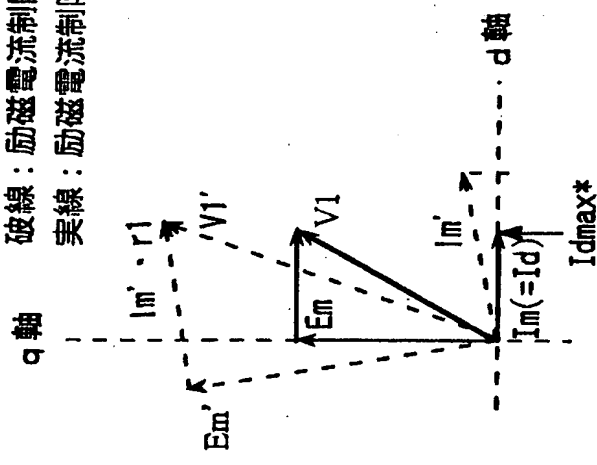


(a)誘導電動機のT型等価回路

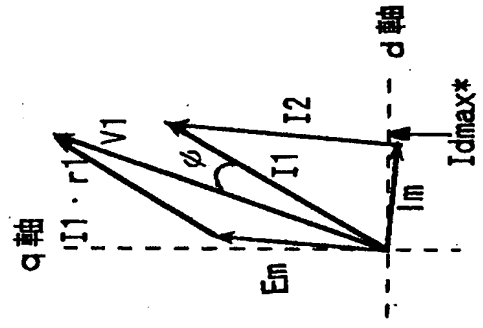
【図4】

図 4

破線：励磁電流制限御なし
実線：励磁電流制限御有り

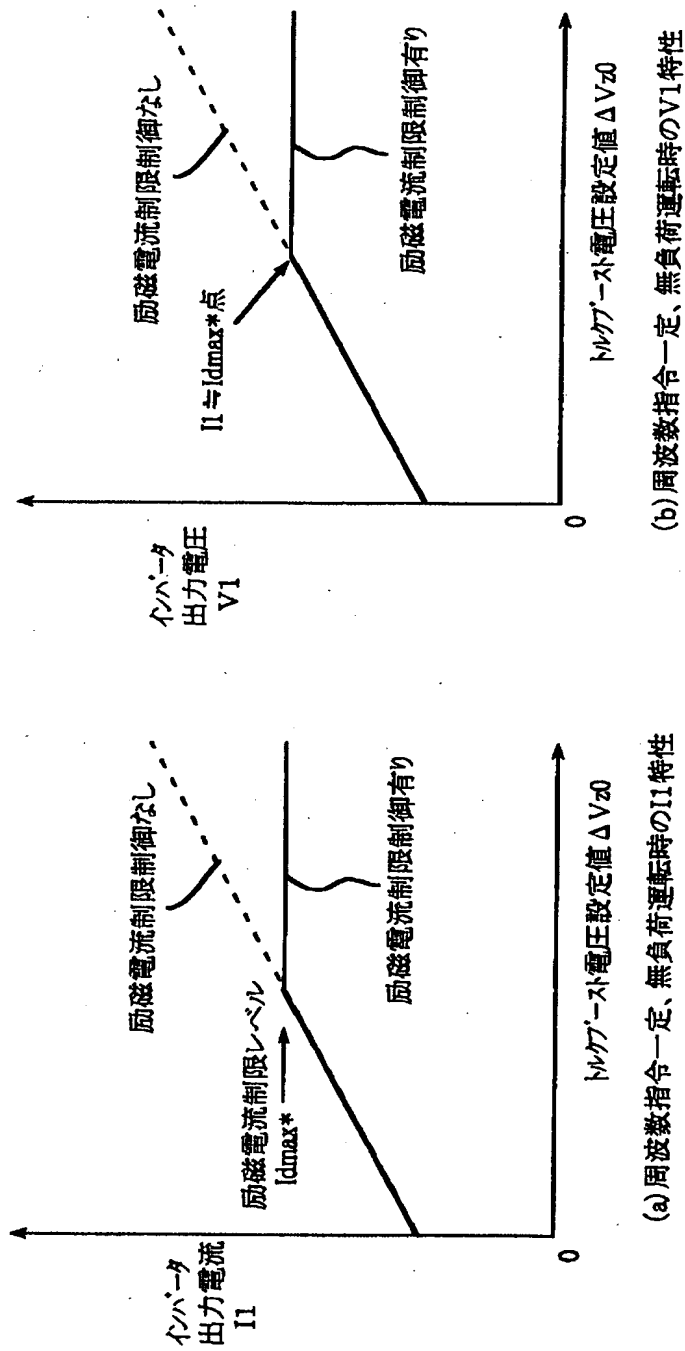


(a)無負荷時の電圧、電流ベクトル図

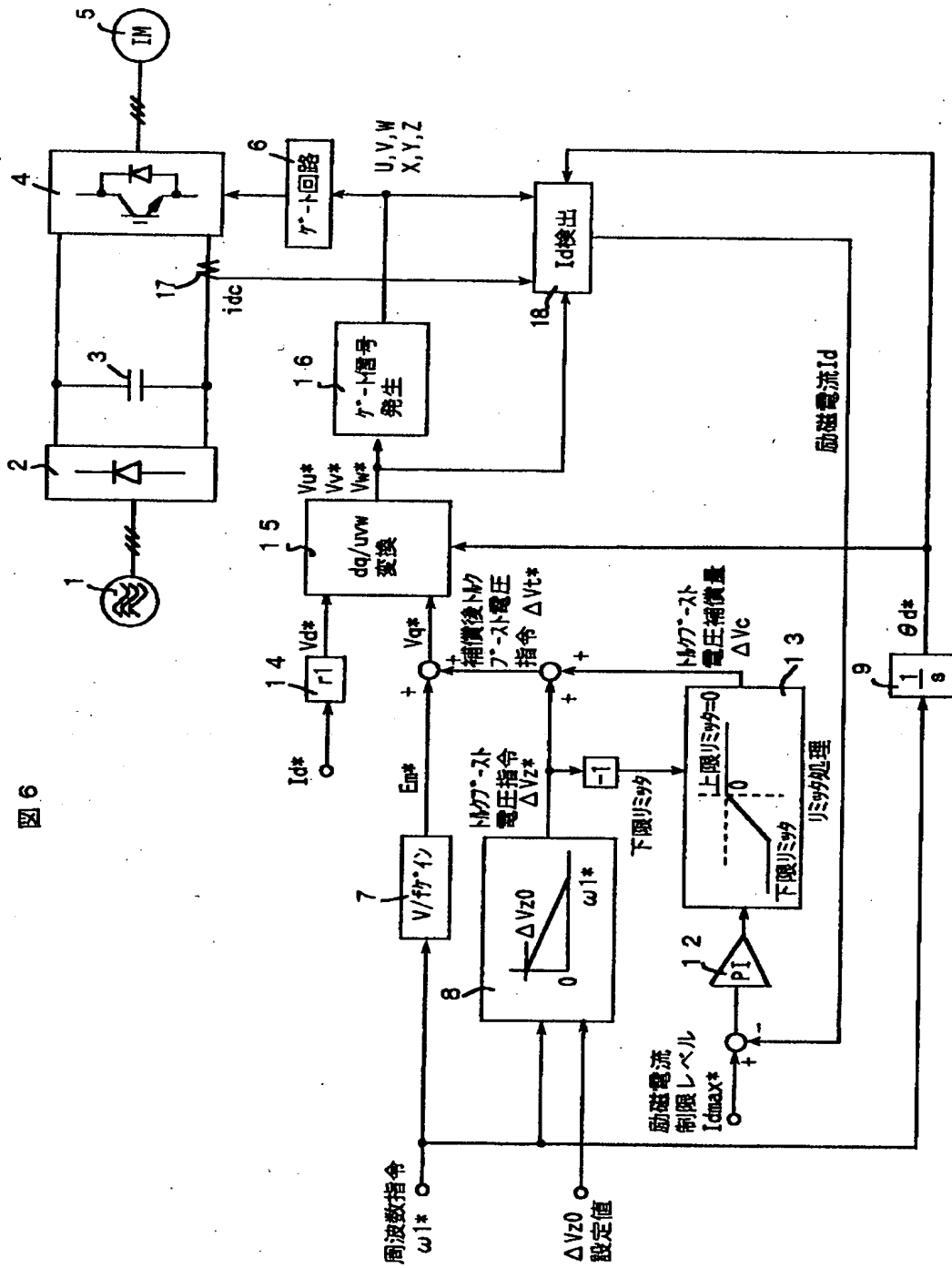


(b)重負荷時の電圧、電流ベクトル図

【図 5】



【図 6】



6. ☒ **Ex**

【図 7】

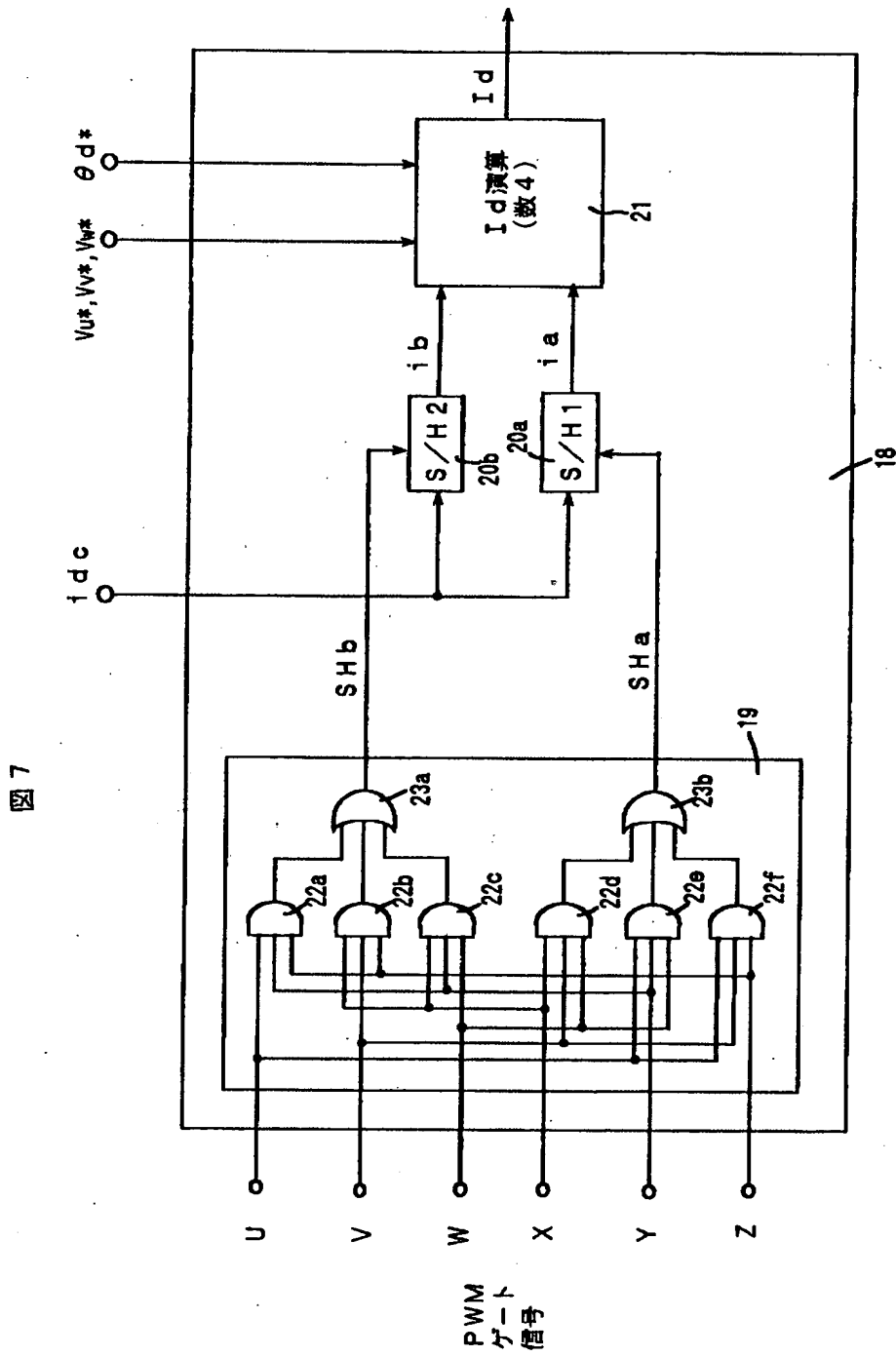
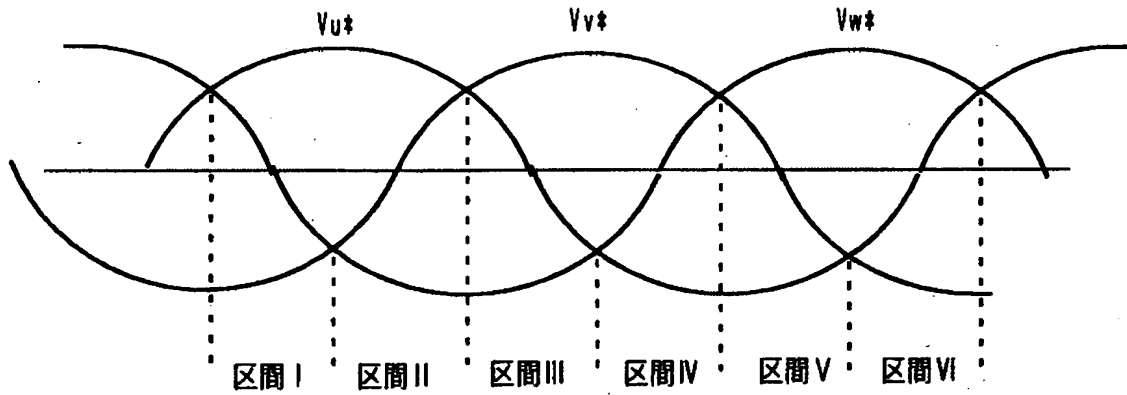


図 7

【図 8】

図 8



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 汎用インバータ等において高始動トルクを得るため、トルクブースト電圧を大きく設定しても、過励磁を防止することにある。

【解決手段】 インバータの1次周波数指令 $\omega 1^*$ から誘起電圧指令 $E m^*$ を得、トルクブースト電圧指令器8から $\omega 1^*$ に応じたトルクブースト電圧指令 $\Delta V z^*$ 、積分器9から基準位相指令 θd^* を出力する。また、 $u v w / d q$ 変換器11によって電動機の励磁電流 $I d$ （無負荷電流相当）を検出する。次に、励磁電流制限レベル指令 $I d m a x^*$ と励磁電流検出値 $I d$ との偏差をリミッタ処理部13に入力し、 $I d$ が $I d m a x^*$ 以下になるように $\Delta V z^*$ を変更するトルクブースト電圧補償量 $\Delta V c$ を出力する。ここで、反転した $\Delta V z^*$ をリミッタ処理部の下限リミッタの値とする。次に、この $\Delta V c$ と $\Delta V z^*$ を加算し、最終の補償後トルクブースト電圧指令 $\Delta V t^*$ とし、この $\Delta V t^*$ と $E m^*$ を加算してインバータ出力電圧の q 軸電圧指令 $V q^*$ とする。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005108]

1. 変更年月日 1990年 8月31日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地

氏 名 株式会社日立製作所